

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété
Intellectuelle
Bureau international



(43) Date de la publication internationale
7 juin 2001 (07.06.2001)

PCT

(10) Numéro de publication internationale
WO 01/41382 A1

(51) Classification internationale des brevets:
H04L 25/02, 1/06

(21) Numéro de la demande internationale:
PCT/FR00/03306

(22) Date de dépôt international:
27 novembre 2000 (27.11.2000)

(25) Langue de dépôt: français

(26) Langue de publication: français

(30) Données relatives à la priorité:
99/15149 1 décembre 1999 (01.12.1999) FR

(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US): **NOR-
TEL MATRA CELLULAR** [FR/FR]; 1, place des Frères
Montgolfier, F-78280 Guyancourt (FR).

(72) Inventeurs; et

(75) Inventeurs/Déposants (pour US seulement): **JARD,**

Alexandre [FR/FR]; 11, rue Jean Daudin, F-75015 Paris
(FR). **EL NAHAS EL HOMSI, Hassan** [FR/FR]; 83,
rue Desnouettes, F-75015 Paris (FR). **BEN RACHED,**
Nidham [FR/FR]; 32, rue Baron, F-75017 Paris (FR).

(74) Mandataires: **LOISEL, Bertrand** etc.; Cabinet Plasser-
aud, 84, rue d'Amsterdam, F-75440 Paris Cedex 9 (FR).

(81) États désignés (national): CA, CN, JP, KR, US.

(84) États désignés (régional): brevet européen (AT, BE, CH,
CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT,
SE, TR).

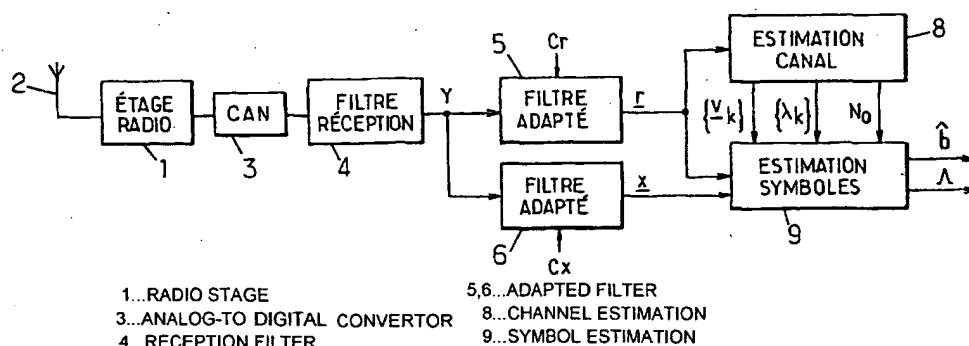
Publiée:

— Avec rapport de recherche internationale.

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abrévia-
tions, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et
abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de
la Gazette du PCT.

(54) Title: DEVICE FOR ESTIMATING RADIO CHANNEL AND DEMODULATION

(54) Titre: DISPOSITIFS D'ESTIMATION DE CANAL RADIO ET DE DEMODULATION



(57) Abstract: The invention concerns an adapted filter (5) producing observations of a reference vector (\underline{r}) of W successive samples of a signal formed by adapted filtering of a signal (Y) received through a radio propagation channel with a pilot spread code (C_r). A processing is performed in said adapted filter output to estimate the parameters representing the propagation channel, including specific vectors (\underline{v}_k) of a self-correlating matrix of the reference vector and the specific associated values (λ_k). Said parameters can be used to perform coherent demodulation of the signals received through other logic channels sharing the same physical propagation channel.

(57) Abrégé: Un filtre adapté (5) produit des observations d'un vecteur de référence (\underline{r}) de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon un canal de propagation radio avec un code d'étalement pilote (C_r). Un traitement est effectué en sortie de ce filtre adapté pour estimer des paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (\underline{v}) d'une matrice d'autocorrélation du vecteur de référence et les valeurs propres associées (λ_k). Ces paramètres peuvent être utilisés pour effectuer une démodulation cohérente de signaux reçus suivant d'autres canaux logiques partageant le même canal physique de propagation.

WO 01/41382 A1

BEST AVAILABLE COPY

DISPOSITIFS D'ESTIMATION DE CANAL RADIO ET DE DEMODULATION

La présente invention concerne les techniques d'estimation des canaux radio, ainsi qu'un démodulateur utilisant une telle technique.

L'invention trouve application dans le domaine des radiocommunications à accès multiple à répartition par codes (CDMA, « Code-Division Multiple Access »), notamment dans les cas où le temps d'un symbole d'information est sensiblement plus grand que la mémoire du canal (c'est-à-dire qu'on peut négliger l'interférence inter-symboles).

Dans un système CDMA, les symboles transmis, binaires (± 1) ou quaternaires ($\pm 1 \pm j$), sont multipliés par des codes d'étalement composés d'échantillons, appelés « chips », dont la cadence est supérieure à celle des symboles. Des codes d'étalement orthogonaux ou quasi-orthogonaux sont alloués à différents canaux logiques partageant la même fréquence porteuse, afin de permettre à chaque récepteur de détecter la séquence de symboles qui lui est destinée, en multipliant le signal reçu par le code d'étalement correspondant.

Un avantage du système CDMA est qu'il permet d'exploiter des trajets multiples de propagation radio, en utilisant ce qu'on appelle un récepteur en râteau (« rake receiver »).

Le récepteur en râteau effectue une démodulation cohérente fondée sur une approximation de la réponse impulsionnelle du canal de propagation radio par une série de pics, chaque pic apparaissant avec un retard correspondant au temps de propagation le long d'un trajet particulier et ayant une amplitude complexe correspondant à l'atténuation et au déphasage du signal le long de ce trajet (réalisation instantanée du fading). En analysant plusieurs trajets de réception, c'est-à-dire en échantillonnant plusieurs fois la sortie d'un filtre adapté au code d'étalement du canal, avec des retards correspondant respectivement à ces trajets, le récepteur en râteau obtient des estimations multiples des symboles transmis, qui sont combinées pour obtenir un gain en diversité. La combinaison peut notamment être effectuée selon la méthode dite MRC (« Maximum Ratio Combining »), qui pondère les différentes estimations en fonction des amplitudes complexes observées pour les différents trajets.

Afin de permettre cette démodulation cohérente, un canal pilote peut être prévu pour l'estimation de la réponse impulsionnelle sous forme d'une

succession de pics. La réponse impulsionnelle est estimée au moyen d'un filtre adapté à un code d'étalement pilote avec lequel l'émetteur module une séquence de symboles connus, par exemple des symboles à 1. Les positions des maxima de la sortie de ce filtre adapté donnent les retards utilisés dans les
5 doigts du récepteur en râteau, et les amplitudes complexes associées correspondent aux valeurs de ces maxima. Lorsque plusieurs trajets distincts ont des retards très proches, par exemple avec des écarts inférieurs à la durée d'un chip, la recherche des maxima conduit généralement à ne prendre en compte qu'un seul de ces retards.

10 Un but de la présente invention est d'exploiter une représentation du canal de propagation radio qui soit moins approximative que dans un récepteur en râteau traditionnel, notamment dans le cas où il existe plusieurs trajets de propagation ayant des retards proches.

Selon l'invention, il est proposé un dispositif d'estimation de
15 paramètres représentant un canal de propagation radio, comprenant un filtre adapté pour produire des observations d'un vecteur de référence de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal reçu selon le canal de propagation avec un code d'étalement pilote, et des moyens d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des
20 vecteurs propres d'une matrice d'autocorrélation du vecteur de référence. Les paramètres représentant le canal de propagation peuvent en outre comprendre des valeurs propres de la matrice d'autocorrélation du vecteur de référence, respectivement associées auxdits vecteurs propres avec lesquels elles sont estimées.

25 Le dispositif emploie une description du canal de propagation sous forme de ses éléments propres, ce qui procure une estimation plus riche que le modèle de la ligne à retard (retards et amplitudes) pris en compte dans le récepteur en râteau traditionnel. Ainsi, chaque trajet de propagation peut être pris en compte dans la réponse du canal au moyen d'une forme d'onde
30 correspondant à un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation et non simplement par un pic ponctuel associé à un retard.

Dans un mode de réalisation préféré, l'estimation des vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation comprend les étapes suivantes :

- extraire du vecteur de référence M sous-vecteurs de référence composés
35 chacun de S échantillons successifs dudit signal formé par filtrage adapté, M et S étant des nombres plus grands que 1, les M sous-

vecteurs de référence correspondant en moyenne à M plages énergétiques du vecteur de référence ;

- estimer les matrices d'autocorrélation respectives des M sous-vecteurs de référence ;
- 5 - déterminer des sous-vecteurs propres associés chacun à une valeur propre et à l'un des M sous-vecteurs de référence, chaque sous-vecteur propre étant, pour la valeur propre associée, un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation estimée du sous-vecteur de référence associé ;
- former chaque vecteur propre estimé de la matrice d'autocorrélation du
10 vecteur de référence en plaçant un des sous-vecteurs propres aux positions des S échantillons du sous-vecteur de référence associé et des échantillons nuls aux W-S autres positions.

Ceci permet de réaliser un compromis entre la finesse d'estimation du canal et la complexité des calculs requis, qui sont toutes deux des fonctions
15 croissantes de S, ainsi que de M. Plus la capacité de calcul disponible est grande, plus les sous-vecteurs peuvent être de taille importante, ce qui affine l'approximation de la réponse du canal.

Le dispositif ci-dessus peut être utilisé chaque fois qu'on a besoin de caractériser un canal de propagation, en particulier pour effectuer une
20 démodulation.

Un autre aspect de la présente invention se rapporte ainsi à un démodulateur pour une réception selon un canal de propagation radio sur lequel sont définis plusieurs canaux logiques multiplexés incluant un canal pilote et au moins un canal de données, comprenant des moyens d'obtention
25 de plusieurs observations d'un premier vecteur de W échantillons successifs d'un premier signal formé par filtrage adapté d'un signal reçu selon le canal de propagation au moyen d'un premier code d'étalement relatif au canal pilote, des moyens d'obtention d'un second vecteur de W échantillons successifs d'un second signal formé par filtrage adapté dudit signal reçu au moyen d'un second
30 code d'étalement relatif au canal de données, des moyens d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres d'une matrice d'autocorrélation du premier vecteur, et des moyens d'estimation de symboles pour estimer au moins un symbole d'information porté par le second signal sur la base des premier et second vecteurs et
35 desdits paramètres représentant le canal de propagation. Ce démodulateur incorpore un dispositif d'estimation de canal tel qu'énoncé précédemment.

Si le second signal porte des symboles d'information binaires modulés selon une modulation binaire à déplacement de phase, les moyens d'estimation de symboles peuvent être agencés pour estimer au moins un symbole d'information binaire porté par le second signal par le signe de la partie réelle du nombre complexe :

$$\gamma = \sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta \cdot N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x}) \quad (1)$$

où d est le nombre de vecteurs propres estimés de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, \underline{v}_k est un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, associé à une valeur propre λ_k , N_0 est une estimation de la puissance du bruit sur le canal de propagation, \underline{r} et \underline{x} sont respectivement les premier et second vecteurs, β est un coefficient prédéterminé, $(.)^H$ désigne le transposé conjugué, et $\|\cdot\|$ la norme d'un vecteur.

Une vraisemblance dudit symbole d'information binaire estimé peut être déterminée proportionnellement à la valeur absolue de la partie réelle du nombre complexe γ .

Si le second signal porte des symboles d'information quaternaires modulés selon une modulation quaternaire à déplacement de phase, les moyens d'estimation de symboles peuvent être agencés pour estimer au moins un symbole d'information quaternaire porté par le second signal par deux bits respectivement définis par les signes des parties réelle et imaginaire du nombre complexe γ défini par la relation (1). Des vraisemblances respectives de ces deux bits peuvent en outre être déterminées proportionnellement aux valeurs absolues des parties réelles et imaginaires du nombre complexe γ .

Le démodulateur peut également être adapté pour traiter un signal reçu selon le canal de propagation sous forme de plusieurs signaux captés au moyen d'antennes différentes, afin de procurer une diversité spatiale.

D'autres particularités et avantages de la présente invention apparaîtront dans la description ci-après d'exemples de réalisation non limitatifs, en référence aux dessins annexés, dans lesquels :

- la figure 1 est un schéma synoptique d'un exemple de récepteur de radiocommunication comportant un démodulateur selon l'invention ;
- la figure 2 est un schéma d'un module d'estimation de canal du démodulateur de la figure 1 ;

- la figure 3 est un schéma synoptique d'un module d'estimation de symboles du démodulateur de la figure 1 ; et
- la figure 4 est un schéma synoptique d'une unité de calcul du module de la figure 3.

5 Le récepteur représenté sur la figure 1 comporte un étage radio 1 qui reçoit le signal radio capté par l'antenne 2 et le convertit en bande de base. Le signal en bande de base est numérisé par un convertisseur analogique-numérique 3, puis fourni à un filtre de réception 4. Le filtre 4 assure un filtrage adapté à la mise en forme des signaux par l'émetteur. Il délivre un signal

10 numérique Y à raison d'un échantillon complexe par chip des codes d'étalement.

En présence de trajets multiples de propagation (au nombre de d), la réponse $h(t)$ du canal allant jusqu'au filtre de réception 4 peut s'écrire :

$$h(t) = \sum_{k=0}^{d-1} s_k \cdot a(t - \tau_k) \quad (2)$$

15 Les τ_k représentent les différents retards des échos, les s_k sont les réalisations instantanées du fading variant au cours du temps, et $a(t)$ désigne l'impulsion formant la modulation. On suppose que le critère de Shannon est respecté lorsque les signaux sont échantillonnés à la fréquence chip $1/T$, et que la réponse du canal est nulle pour $t > (W-1)T$. Dans ce cas, la réponse du canal

20 peut être représentée par un vecteur à W composantes complexes :

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} h(0) \\ h(T) \\ \vdots \\ h((W-1)T) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{y}_k \quad (3)$$

Dans la relation (3), les \underline{y}_k sont les vecteurs propres de la matrice d'autocorrélation de \underline{h} (soit $\underline{R} \cdot \underline{y}_k = \mu_k \cdot \underline{y}_k$ avec $\underline{R} = E(\underline{h} \underline{h}^H)$, où $E(.)$ désigne l'espérance mathématique), et les α_k sont des réalisations instantanées de

25 variables aléatoires gaussiennes complexes de variances égales aux valeurs propres μ_k de la matrice d'autocorrélation ($E(|\alpha_k|^2) = \mu_k$). Cette décomposition de la matrice \underline{R} donne des vecteurs propres orthogonaux ($\underline{y}_k^H \cdot \underline{y}_{k'} = 0$ si $k \neq k'$) et des valeurs propres μ_k réelles positives ou nulles puisque la matrice est hermitienne.

Parmi les canaux logiques multiplexés sur le canal radio, on a un canal de contrôle sur lequel sont transmis des symboles pilotes et un ou plusieurs canaux de données sur lequel sont transmis des symboles d'information. On suppose que la puissance d'émission sur le canal de contrôle est β fois supérieure à la puissance d'émission d'un symbole d'information b sur un canal de données (cette dernière puissance sera considérée comme unitaire). Le coefficient β est connu à l'avance. Le signal est affecté d'un bruit blanc additif centré gaussien de variance N_0 .

Un filtre adapté 5 filtre le signal reçu Y conformément au code d'étalement C_r du canal pilote. Il en résulte pour chaque symbole pilote un vecteur \underline{r} ayant W composantes complexes, donné par :

$$\underline{r} = \sqrt{\beta} \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{v}_k + \underline{n} \quad (4)$$

avec $E(\underline{n} \underline{n}^H) = N_0 \cdot \underline{I}$, la matrice identité étant notée \underline{I} .

Un autre filtre adapté 6 filtre le signal reçu Y conformément au code d'étalement C_x du canal de données. Il en résulte pour chaque symbole inconnu b un vecteur \underline{x} ayant W composantes complexes, donné par :

$$\underline{x} = b \cdot \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{v}_k + \underline{n}' \quad (5)$$

avec $E(\underline{n}' \underline{n}'^H) = N_0 \cdot \underline{I}$ et $E(\underline{n} \underline{n}'^H) = 0$.

On note $\underline{X} = \begin{bmatrix} \underline{r} \\ \underline{x} \end{bmatrix}$ le vecteur gaussien de taille $2W$ constitué par la concaténation des signaux reçus sur les deux canaux. Sa densité de probabilité $p(\underline{X})$ peut s'écrire :

$$p(\underline{X}) = \frac{1}{\pi^{2W} \cdot \det(\underline{K})} \cdot \exp\left(-\underline{X}^H \underline{K}^{-1} \underline{X}\right) \quad (6)$$

où $\underline{K} = E(\underline{X}^H \underline{X})$, et $\det(\cdot)$ désigne le déterminant.

Le but du démodulateur est de maximiser par rapport à b la fonction de vraisemblance donnée par la probabilité conditionnelle $p(b|\underline{X})$.

Comme les réalisations du bruit et du fading sont indépendantes, on a :

$$\underline{K} = \begin{bmatrix} \beta \underline{R} & b^* \sqrt{\beta} \underline{R} \\ b \sqrt{\beta} \underline{R} & \underline{R} \end{bmatrix} + N_0 \underline{I} = \underline{B} \left[\sum_{k=0}^{d-1} (2\mu_k \underline{w}_k \underline{w}_k^H) \right] \underline{B}^H + N_0 \underline{I} \quad (7)$$

en utilisant la décomposition en éléments propres de la matrice \underline{R} , avec

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} \underline{I} & \underline{0} \\ \underline{0} & b \underline{I} \end{bmatrix} \text{ et } \underline{w}_k = \frac{1}{\sqrt{2} \|\underline{v}_k\|} \begin{bmatrix} \underline{v}_k \\ \underline{v}_k \end{bmatrix}. \text{ Par application du lemme d'inversion}$$

matricielle, on obtient :

$$\underline{K}^{-1} = \frac{1}{N_0} \left[\underline{I} - \sum_{k=0}^{d-1} \frac{2\mu_k}{N_0 + 2\mu_k \|\underline{B}\underline{w}_k\|^2} (\underline{B}\underline{w}_k)(\underline{B}\underline{w}_k)^H \right] \quad (8)$$

En prenant le logarithme de la probabilité (6), et en notant que le déterminant $\det(\underline{K})$ est commun à tous les symboles possibles et que $\|\underline{B}\underline{w}_k\|^2 = (1+\beta)/2$, le démodulateur doit minimiser la fonction suivante par rapport à b :

$$\begin{aligned} \phi(b) &= \sum_{k=0}^{d-1} \frac{2\mu_k}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} \left| \underline{x}^H \underline{B}\underline{w}_k \right|^2 \\ &= \sum_{k=0}^{d-1} \frac{\mu_k / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} \left| \underline{v}_k^H (\sqrt{\beta} \underline{r} + b \underline{x}) \right|^2 \end{aligned} \quad (9)$$

Lorsque les symboles sont des bits modulés selon une modulation binaire à déplacement de phase (BPSK, « binary phase shift keying »), l'estimation \hat{b} d'un symbole b , qui minimise la fonction $\phi(b)$, est alors donnée par le signe de la partie réelle du nombre complexe :

$$\gamma = \sum_{k=0}^{d-1} \frac{\mu_k / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x}) \quad (10)$$

($\hat{b} = \text{sgn}[\text{Re}(\gamma)]$), et la vraisemblance maximisée est proportionnelle à la valeur absolue de $\text{Re}(\gamma)$. Si un décodage à entrées souples (« soft input decoding ») est effectué en aval du démodulateur, la vraisemblance du bit estimé \hat{b} peut donc être mesurée par $\Lambda = |\text{Re}(\gamma)|$.

Lorsque les symboles sont quaternaires et modulés selon une modulation quaternaire à déplacement de phase (QPSK, « quaternary phase shift keying »), l'estimation d'un symbole $b = b_1 + j.b_2$, qui minimise la fonction $\phi(b)$, est formée par deux bits donnés par les signes respectifs des parties

réelle et imaginaire du nombre complexe γ défini par la relation (10)
 $(\hat{b} = \hat{b}_1 + j.\hat{b}_2 = \text{sgn}[\text{Re}(\gamma)] + j.\text{sgn}[\text{Im}(\gamma)])$, et les vraisemblances de ces deux bits
sont respectivement proportionnelles aux valeurs absolues des parties réelle et
imaginaire de γ . Si un décodage à entrées souples est effectué en aval du
5 démodulateur, les vraisemblances des deux bits estimés \hat{b}_1, \hat{b}_2 peuvent donc
être mesurées par $\Lambda_1 = |\text{Re}(\gamma)|$ et $\Lambda_2 = |\text{Im}(\gamma)|$.

Lorsque le récepteur comporte deux antennes en entrée de deux voies
de traitement, chaque voie ayant deux filtres adaptés l'un au code C_r du canal
pilote fournissant un vecteur $\underline{r}_n, \underline{r}_d$, et l'autre au code C_x du canal de données
10 fournissant un vecteur $\underline{x}_n, \underline{x}_d$, la fonction à minimiser $\phi(b)$ peut tenir compte de
la diversité spatiale, son expression n'étant plus donnée par (9) mais par :

$$\phi(b) = \sum_{k=0}^{d-1} \left(\frac{\mu_k^+ / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k^+} \left| \underline{v}_k^{+H} \cdot (\sqrt{\beta} \underline{r}' + b \underline{x}') \right|^2 + \frac{\mu_k^- / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k^-} \left| \underline{v}_k^{-H} \cdot (\sqrt{\beta} \underline{r}' + b \underline{x}') \right|^2 \right) \quad (11)$$

avec les notations : $\underline{r}' = \begin{pmatrix} \underline{r}_n \\ \underline{r}_d \end{pmatrix}$, $\underline{x}' = \begin{pmatrix} \underline{x}_n \\ \underline{x}_d \end{pmatrix}$, $\underline{R}' = \begin{bmatrix} \underline{K} & \rho^* \underline{K} \\ \rho \underline{K} & \underline{K} \end{bmatrix}$, ρ étant le facteur de
15 corrélation entre les deux antennes (soit $E(\alpha_{k,n}^* \alpha_{k,d}) = \rho \mu_k$), les vecteurs \underline{v}_k^+
et \underline{v}_k^- étant les vecteurs propres de \underline{R}' respectivement associés aux valeurs
propres μ_k^+ et μ_k^- , soit $\underline{v}_k^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \underline{v}_k \\ \rho \underline{v}_k / |\rho| \end{pmatrix}$, $\underline{v}_k^- = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \underline{v}_k \\ -\rho \underline{v}_k / |\rho| \end{pmatrix}$,
 $\mu_k^+ = (1+|\rho|)\mu_k$ et $\mu_k^- = (1-|\rho|)\mu_k$ pour $0 \leq k < d$.

Dans le cas de réponses impulsionnelles de petite dimension W , il est
20 aisé d'extraire les vecteurs propres de \underline{R} par une méthode algébrique classique
travaillant directement sur une estimation de la matrice, par exemple la
méthode dite « Power Iteration » (voir Golub & Loane : « Matrix Computation » ;
éditions Baltimore M.B.).

Dans le cas de réponses impulsionnelles de plus grande dimension W ,
25 la complexité requise pour mettre à jour l'estimation de \underline{R} rend cette méthode
irréalisable en pratique. On utilise alors une matrice $\hat{\underline{R}} = E(\underline{r} \underline{r}^H)$ définie comme
l'autocorrélation du vecteur \underline{r} , liée à \underline{R} par la relation :

$$\underline{\hat{R}} = \beta \underline{R} + N_0 \underline{I} \quad (12)$$

On vérifie immédiatement que $\underline{\hat{R}}$ et \underline{R} ont les mêmes vecteurs propres \underline{v}_k . Les valeurs propres λ_k de $\underline{\hat{R}}$ sont de celles de \underline{R} multipliées par β et décalées de N_0 , soit $\lambda_k = \beta \cdot \mu_k + N_0$. Avec (10), on en déduit l'expression (1) du nombre complexe γ servant à estimer les bits d'information.

En général, la matrice \underline{R} a une structure creuse et possède peu d'éléments significatifs. Elle peut être décomposée selon l'approximation suivante :

$$\underline{R} = \begin{bmatrix} \underline{0} & \underline{0} & \dots & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{R}^0 & \ddots & \\ \vdots & & \underline{0} & \ddots & \\ \underline{0} & \dots & \underline{0} & \underline{R}^{M-1} & \underline{0} \\ \underline{0} & & & \underline{0} & \underline{0} \end{bmatrix} \quad (13)$$

c'est-à-dire sous forme de blocs de taille $S \times S$, notés \underline{R}^i pour $0 \leq i < M$, distribués le long de sa diagonale principale ($1 < S \ll W$). Les positions de ces M blocs le long de la diagonale de \underline{R} correspondent aux zones les plus énergétiques de la réponse impulsionnelle du canal. De même, la matrice $\underline{\hat{R}}$ peut être approchée par :

$$\underline{\hat{R}} = \begin{bmatrix} N_0 \underline{I} & \underline{0} & \dots & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{\hat{R}}^0 & \ddots & \\ \vdots & & N_0 \underline{I} & \ddots & \\ \underline{0} & \dots & & \underline{\hat{R}}^{M-1} & \underline{0} \\ \underline{0} & & & \underline{0} & N_0 \underline{I} \end{bmatrix} \quad (14)$$

en notant $\underline{\hat{R}}^i = \underline{R}^i + N_0 \underline{I}$ l'observée bruitée de \underline{R}^i pour $0 \leq i < M$.

Chaque sous-matrice $\underline{\hat{R}}^i$ admet une décomposition en vecteurs propres, identique à celle de \underline{R}^i , qui peut être obtenue rapidement par une méthode classique puisque sa dimension S est petite devant celle de \underline{R} . En notant d^i la dimension du sous-espace signal relativement à la sous-matrice

$\underline{\hat{R}}^i$, avec $\sum_{i=0}^{M-1} d^i = d$, cette décomposition de $\underline{\hat{R}}$ s'écrit :

$$\underline{\hat{R}}^i = \sum_{j=0}^{d^i-1} \lambda_j^i \left(\underline{v}_j^i \cdot \underline{v}_j^{iH} \right) \quad (15)$$

De même que précédemment, les valeurs propres sont décalées de la puissance du bruit. Ainsi les vecteurs propres \underline{v}_k de \underline{R} sont :

$$\underline{v}_k = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \underline{v}_j^i \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} 0 \leq k \leq d-1 \\ 0 \leq i < M, \quad 0 \leq j < d^i \end{cases} \quad (16)$$

et ses valeurs propres μ_k sont celles des M matrices $\underline{\hat{R}}^i$, décalées de N_0 :

$$\mu_k = \frac{(\lambda_k - N_0)}{\beta} = \frac{(\lambda_j^i - N_0)}{\beta} \text{ avec } \begin{cases} 0 \leq k \leq d-1 \\ 0 \leq i < M, \quad 0 \leq j < d^i \end{cases} \quad (17)$$

Les sous-matrices $\underline{\hat{R}}^i$ sont localisées là où la réponse impulsionnelle concentre ses maxima d'énergie. Pour avoir la position des M sous-matrices, supposées de taille fixe $S \times S$, il suffit donc d'avoir une estimation du profil en puissance du canal et d'en extraire les M portions de taille S les plus énergétiques. Ce profil peut être simplement calculé à partir de la moyenne du module carré de chaque échantillon du vecteur \underline{r} . Pour calculer les sous-matrices d'autocorrélation $\underline{\hat{R}}^i$, on détermine les M sous-vecteurs \underline{r}^i de dimension S correspondant aux signaux reçus sur le canal pilote aux positions précédemment déterminées, et on calcule après un certain nombre d'observations des moyennes des sous-matrices $\underline{r}^i \cdot \underline{r}^{iH}$.

Il se peut que certaines valeurs propres estimées ne soient pas significatives ou que l'on choisisse de ne retenir qu'un certain nombre fixe d'éléments propres. On peut donc, en fin de traitement, effectuer une sélection des vecteurs propres associés aux plus puissantes valeurs propres.

Le démodulateur de la figure 1 comprend un module d'estimation de canal 8, représenté de façon plus détaillée sur la figure 2, qui calcule des

estimations des vecteurs propres \underline{v}_k et des valeurs propres λ_k de la matrice d'autocorrélation $\hat{\underline{R}}$ du vecteur \underline{r} délivré par le filtre adapté 5, ainsi qu'une estimation de la puissance du bruit N_0 .

En référence à la figure 2, le module 8 comprend une unité 80 qui calcule des vecteurs de W composantes constituées par les modules carrés des composantes des observations successives du vecteur \underline{r} délivré par le filtre adapté 5. Une unité 81 calcule une moyenne courante du vecteur délivré par l'unité 80, par exemple sur une fenêtre rectangulaire ou exponentielle. L'unité 82 détermine les M plages de S échantillons les plus énergétiques du vecteur moyenne, afin de définir les positions des sous-vecteurs \underline{r}^i de taille S ($0 \leq i < M$) au sein des vecteurs \underline{r} .

Une unité 83 extrait les M sous-vecteurs \underline{r}^i de chaque vecteur \underline{r} , et en estime la matrice d'autocorrélation par un calcul de moyennes des produits terme à terme :

$$\hat{\underline{R}}^i = E \left(\underline{r}^i \underline{r}^{iH} \right) \quad (19)$$

Des unités de diagonalisation 84 extraient les valeurs propres λ_j^i des matrices $\hat{\underline{R}}^i$, du moins celles de plus grands modules, et les vecteurs propres associés \underline{v}_j^i . Ce calcul peut être effectué selon toute méthode algébrique connue, par exemple « Power Iteration », qui ne pose pas de problème de mise en œuvre compte tenu de la réduction opérée sur les dimensions des matrices à diagonaliser ($S \times S$ au lieu de $W \times W$). L'unité 85 sélectionne les d valeurs propres de plus grands modules λ_k parmi les valeurs propres λ_j^i fournies par les unités 84, et les vecteurs propres correspondants \underline{v}_k qu'elle construit à partir des \underline{v}_j^i conformément à la relation (16).

L'unité 85 peut également déterminer la puissance du bruit N_0 , par exemple prise égale à la plus petite des valeurs propres λ_j^i . D'autres méthodes classiques d'estimation de N_0 peuvent être utilisées.

Revenant à la figure 1, les paramètres \underline{v}_k , λ_k ($0 \leq i < d$) et N_0 estimés par le module 8 sont fournis au module 9 qui estime les symboles transmis à partir des vecteurs \underline{r} et \underline{x} délivrés par les filtres adaptés 5, 6.

La figure 3 illustre une structure possible du module 9 dans le cas

d'une modulation QPSK. Un additionneur 91 calcule la quantité γ selon la relation (1) à partir des d contributions à sommer, calculées par des unités respectives 90.

Une telle unité 90, relative à un trajet k ($0 \leq k < d$), est illustrée par la figure 4. Les produits scalaires $(\underline{r}^H \cdot \underline{v}_k)$ et $(\underline{v}_k^H \cdot \underline{x})$ sont respectivement calculés en 95 et 96, puis multipliés entre eux par le multiplieur complexe 97. Le bloc 98 effectue le calcul du coefficient $\frac{\lambda_k - N_0}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0}$ (on suppose ici que les unités 84 ont délivré les vecteurs propres sous forme orthonormée, soit $\|\underline{v}_j\|^2 = \|\underline{v}_k\|^2 = 1$), qu'un multiplieur complexe 99 multiplie par la sortie du multiplieur 97 pour adresser la contribution du trajet k à l'additionneur 91.

En sortie de l'additionneur 91, les unités 92, 93 extraient respectivement les parties réelle et imaginaire de γ , dont les signes \hat{b}_1 , \hat{b}_2 estiment les bits constituant le symbole quaternaire, et dont les valeurs absolues fournissent éventuellement des mesures de vraisemblance Λ_1 , Λ_2 .

Dans le cas d'une modulation BPSK, le module d'estimation de symboles 9 peut avoir la même structure que sur la figure 3, sauf que l'unité 93 n'est pas nécessaire.

Dans les dessins annexés, le démodulateur est représenté sous forme synoptique afin de mettre en évidence les différentes étapes de calcul. En pratique, ce calcul peut être effectué par un processeur de signal numérique programmé en conséquence, ainsi qu'il est usuel dans les démodulateurs numériques.

Les inventeurs ont testé les performances du démodulateur ci-dessus dans le cas du système CDMA retenu pour les réseaux cellulaires de troisième génération (voir « UMTS : la génération des mobiles multimédia », P. Blanc et al., L'Echo des Recherches, No. 170, 4^e trimestre 1997 & 1^{er} trimestre 1998, pages 53-68), dans le cas de codes d'étalement de cadence 3,84 Mchip/s avec une cadence de symboles de 15 kbit/s (facteur d'étalement SF = 256). Dans le système considéré, le canal de données est constitué par la partie réelle (voie I) d'un signal complexe modulé en QPSK, transmis par un terminal mobile vers une station de base. Le canal pilote correspondant fait partie d'un canal de contrôle constitué par la partie imaginaire (voie Q) du signal complexe modulé en QPSK. Le signal est traité par blocs de 666 μ s, à raison de 2560 chips par

bloc, ce qui représente 10 bits sur chaque voie avec $SF = 256$, à savoir 10 bits d'information sur la voie I, et 6 bits pilotes et 4 bits de commande sur la voie Q. Bien que la modulation radio soit QPSK, les symboles binaires transmis sur chaque voie I, Q doivent être considérés comme faisant l'objet d'une modulation effective de type BPSK. Dans ces simulations, la longueur de la réponse du canal était d'environ $15 \mu s$ ($W = 56$). Pour chaque bit estimé sur la voie I à partir d'un signal issu d'une seule antenne, le vecteur \underline{r} utilisé dans la relation (1) était celui résultant de la moyenne des 6 bits pilotes du bloc courant, soit $\beta = 6$. Le canal était estimé au moyen de $d = 4$ vecteurs propres déterminés au moyen de $M = 3$ sous-matrices de dimension $S = 6$. Pour différentes configurations du canal, les simulations ont montré un gain de 1/4 à 3/4 de décibel sur le rapport E_b/N_0 (E_b étant l'énergie par bit) pour un taux d'erreur binaire (BER) égal à 10^{-2} avant décodage correcteur d'erreurs. Au prix d'une augmentation modérée de la complexité du récepteur, ce gain est très appréciable pour augmenter la portée radio du système.

REVENDICATIONS

1. Dispositif d'estimation de paramètres représentant un canal de propagation radio, comprenant un filtre adapté (5) pour produire des observations d'un vecteur de référence (\underline{r}) de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon le canal de propagation avec un code d'étalement pilote (C_r), et des moyens (8) d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (\underline{v}_k) d'une matrice d'autocorrélation du vecteur de référence.
2. Dispositif selon la revendication 1, dans lequel les paramètres représentant le canal de propagation, estimés par les moyens d'estimation de paramètres (8), incluent en outre des valeurs propres (λ_k) de la matrice d'autocorrélation du vecteur de référence (\underline{r}), respectivement associées auxdits vecteurs propres (\underline{v}_k).
3. Dispositif selon la revendication 1 ou 2, dans lequel les moyens d'estimation de paramètres (8) comprennent :
 - des moyens (80-83) d'extraction de M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i) composés chacun de S échantillons successifs dudit signal formé par filtrage adapté, M et S étant des nombres plus grands que 1, les M sous-vecteurs de référence correspondant en moyenne à M plages énergétiques du vecteur de référence (\underline{r}) ;
 - des moyens (83) d'estimation des matrices d'autocorrélation respectives ($\underline{\hat{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence ;
 - des moyens (84-85) de détermination de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) associés chacun à une valeur propre (λ_j^i) et à l'un des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), chaque sous-vecteur propre étant, pour la valeur propre associée, un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation estimée du sous-vecteur de référence associé ;
 - des moyens (85) de formation de chaque vecteur propre estimé (\underline{v}_k) de la matrice d'autocorrélation du vecteur de référence en plaçant un des sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) aux positions des S échantillons du sous-

vecteur de référence associé et des échantillons nuls aux W-S autres positions.

4. Dispositif selon la revendication 3, dans lequel les moyens de détermination des sous-vecteurs propres (85) choisissent lesdits sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) , parmi l'ensemble des vecteurs propres des matrices d'autocorrélation $(\hat{\underline{R}}^i)$ des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i) , comme étant ceux qui sont respectivement associés aux valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.
5. Dispositif selon la revendication 4, dans lequel les moyens de détermination des sous-vecteurs propres (85) déterminent un nombre donné (d) de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) , associés aux d valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.
6. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, dans lequel ledit signal reçu selon le canal de propagation est composé de plusieurs signaux captés au moyen d'antennes différentes.
7. Démodulateur pour une réception selon un canal de propagation radio sur lequel sont définis plusieurs canaux logiques multiplexés incluant un canal pilote et au moins un canal de données, comprenant des moyens (5) d'obtention de plusieurs observations d'un premier vecteur (\underline{r}) de W échantillons successifs d'un premier signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon le canal de propagation au moyen d'un premier code d'étalement (C_r) relatif au canal pilote, des moyens (6) d'obtention d'un second vecteur (\underline{x}) de W échantillons successifs d'un second signal formé par filtrage adapté dudit signal reçu au moyen d'un second code d'étalement (C_x) relatif au canal de données, des moyens (8) d'estimation de paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (\underline{v}_k) d'une matrice d'autocorrélation du premier vecteur, et des moyens (9) d'estimation de symboles pour estimer au moins un symbole d'information porté par le second signal sur la base des premier et second vecteurs et desdits paramètres représentant le canal de propagation.

8. Démodulateur selon la revendication 7, dans lequel les moyens d'estimation de paramètres (8) comprennent :

- des moyens (80-83) d'extraction de M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i) composés chacun de S échantillons successifs du premier signal, M et S étant des nombres plus grands que 1, les M sous-vecteurs de référence correspondant en moyenne à M plages énergétiques du premier vecteur (\underline{r}) ;
- des moyens (83) d'estimation des matrices d'autocorrélation respectives ($\hat{\underline{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence ;
- des moyens (84-85) de détermination de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) associés chacun à une valeur propre (λ_j^i) et à l'un des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), chaque sous-vecteur propre étant, pour la valeur propre associée, un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation estimée du sous-vecteur de référence associé ;
- des moyens de formation de chaque vecteur propre estimé (\underline{v}_k) de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur en plaçant un des sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i) aux positions des S échantillons du sous-vecteur de référence associé et des échantillons nuls aux W-S autres positions.

9. Démodulateur selon la revendication 8, dans lequel les moyens de détermination des sous-vecteurs propres (85) choisissent lesdits sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i), parmi l'ensemble des vecteurs propres des matrices d'autocorrélation ($\hat{\underline{R}}^i$) des M sous-vecteurs de référence (\underline{r}^i), comme étant ceux qui sont respectivement associés aux valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.

10. Démodulateur selon la revendication 9, dans lequel les moyens (85) de détermination des sous-vecteurs propres déterminent un nombre donné (d) de sous-vecteurs propres (\underline{v}_j^i), associés aux d valeurs propres (λ_j^i) de plus grands modules.

11. Démodulateur selon l'une quelconque des revendications 7 à 10, dans lequel les paramètres représentant le canal de propagation, estimés par

les moyens d'estimation de paramètres (8), incluent en outre des valeurs propres (λ_k) de la matrice d'autocorrélation normalisée du premier vecteur, respectivement associées auxdits vecteurs propres (\underline{v}_k).

12. Démodulateur selon la revendication 11, dans lequel le second
 5 signal porte des symboles d'information binaires (b) modulés selon une modulation binaire à déplacement de phase, et dans lequel les moyens d'estimation de symboles (9) sont agencés pour estimer au moins un symbole d'information binaire porté par le second signal par le signe (\hat{b}) de la partie
 réelle du nombre complexe $\sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) / \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x})$, où d est le nombre
 10 de vecteurs propres estimés de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, \underline{v}_k est un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation normalisée du premier vecteur, associé à une valeur propre λ_k , N_0 est une estimation de la puissance du bruit sur le canal de propagation, \underline{r} et \underline{x} sont respectivement les premier et second vecteurs, β est un coefficient prédéterminé, $(.)^H$ désigne le transposé
 15 conjugué, et $\|\cdot\|$ la norme d'un vecteur.

13. Démodulateur selon la revendication 12, comprenant des moyens de détermination d'une vraisemblance (Λ) dudit symbole d'information binaire estimé (\hat{b}), proportionnellement à la valeur absolue de la partie réelle dudit nombre complexe.

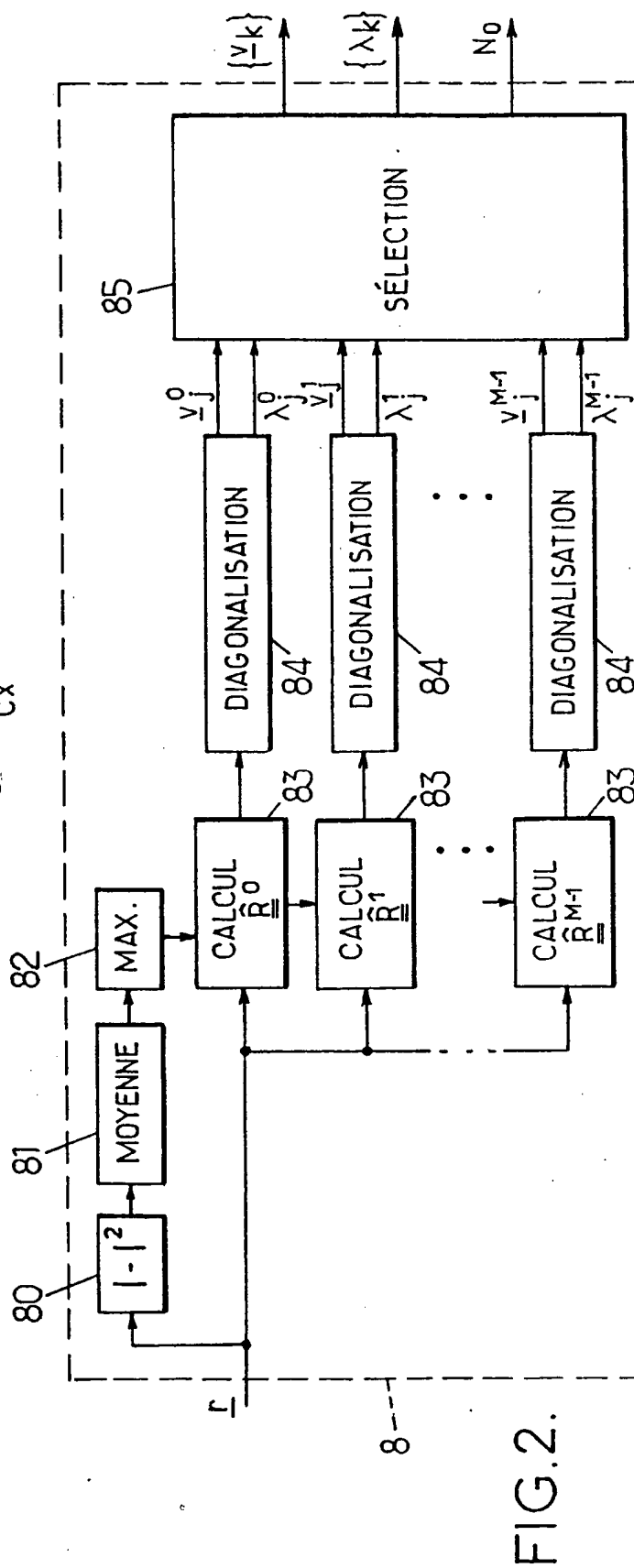
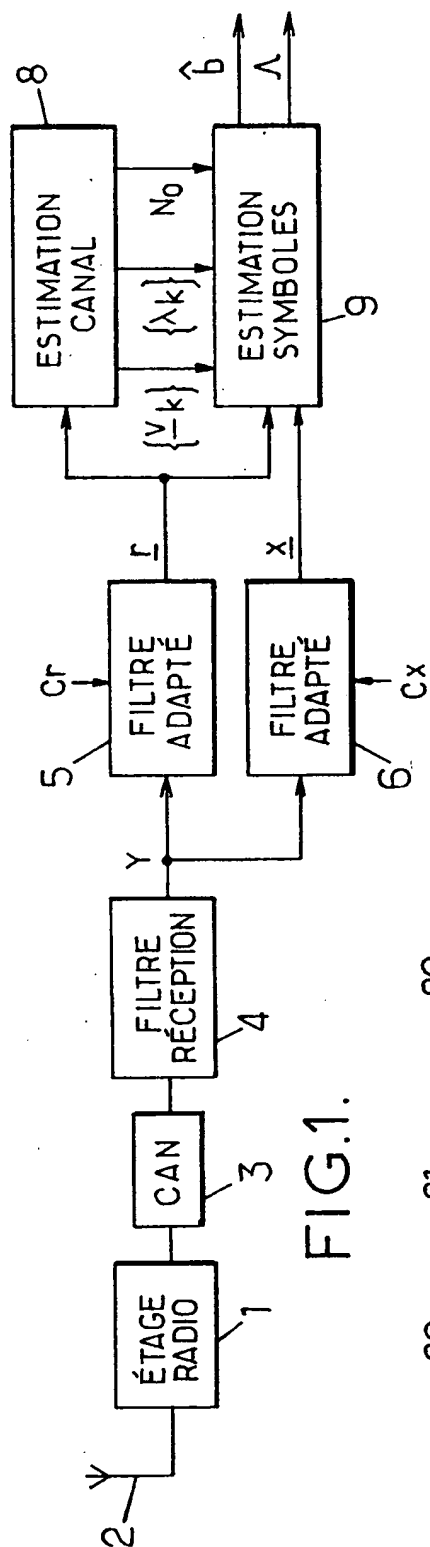
- 20 14. Démodulateur selon la revendication 11, dans lequel le second signal porte des symboles d'information quaternaires (b) modulés selon une modulation quaternaire à déplacement de phase, et dans lequel les moyens d'estimation de symboles (9) sont agencés pour estimer au moins un symbole d'information quaternaire porté par le second signal par deux bits (\hat{b}_1, \hat{b}_2)
 25 respectivement définis par les signes des parties réelle et imaginaire du

nombre complexe $\sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) / \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x})$, où d est le nombre de

vecteurs propres estimés de la matrice d'autocorrélation du premier vecteur, \underline{v}_k est un vecteur propre de la matrice d'autocorrélation normalisée du premier

vecteur, associé à une valeur propre λ_k , N_0 est une estimation de la puissance du bruit sur le canal de propagation, \underline{r} et \underline{x} sont respectivement les premier et second vecteurs, β est un coefficient prédéterminé, $(.)^H$ désigne le transposé conjugué, et $\|.\|$ la norme d'un vecteur.

- 5 15. Démodulateur selon la revendication 14, comprenant des moyens de détermination de vraisemblances respectives (Λ_1, Λ_2) desdits bits (\hat{b}_1, \hat{b}_2) , proportionnellement aux valeurs absolues des parties réelle et imaginaire dudit nombre complexe.
- 10 16. Démodulateur selon l'une quelconque des revendications 7 à 15, dans lequel ledit signal reçu selon le canal de propagation est composé de plusieurs signaux captés au moyen d'antennes différentes.



2 / 2

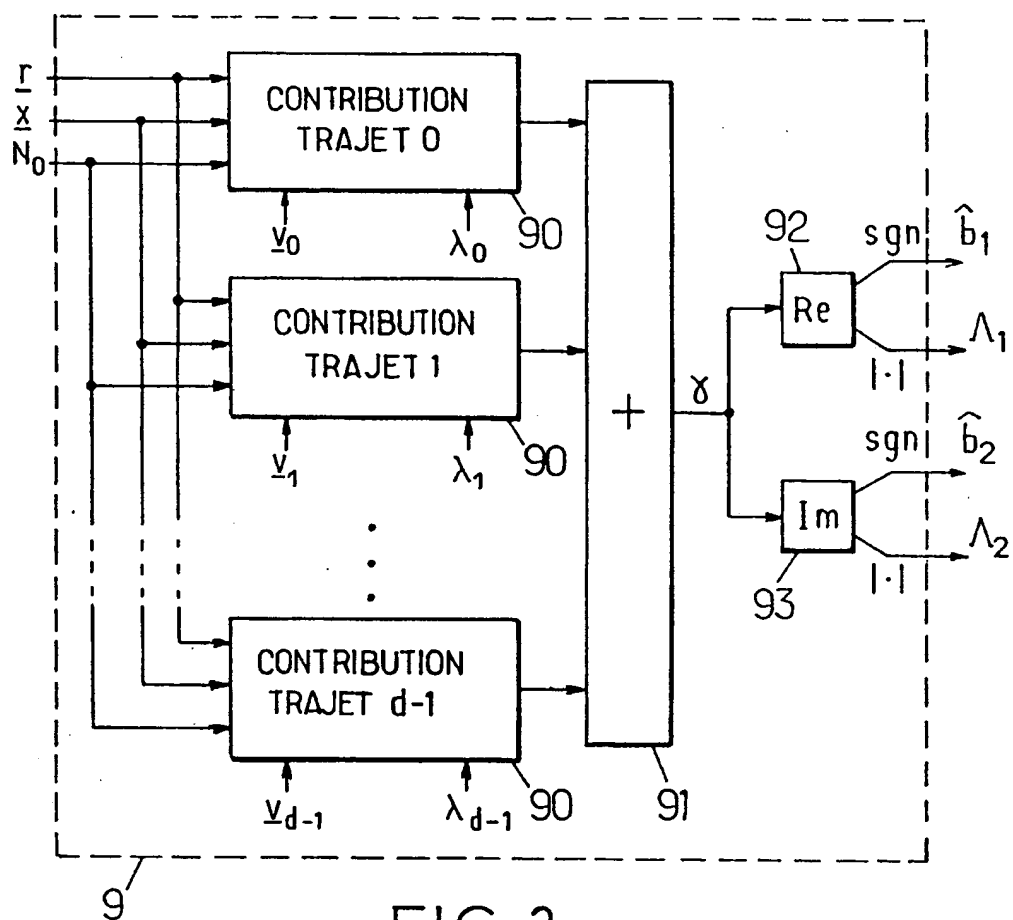


FIG. 3.

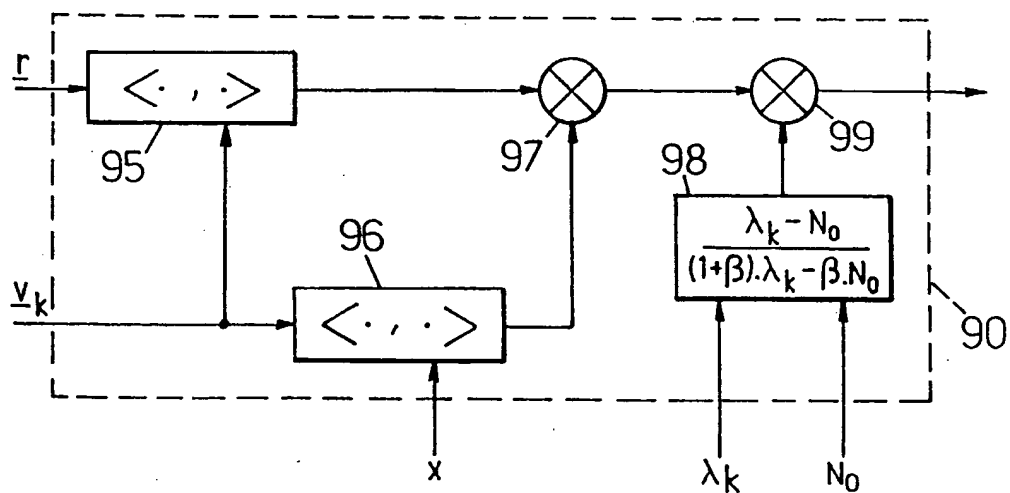


FIG. 4.

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

D de internationale No

PCT/FR 00/03306

A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE
CIB 7 H04L25/02 H04L1/06

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H04L H04B

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX

C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
X	US 5 905 721 A (LIU HUI ET AL) 18 mai 1999 (1999-05-18) revendication 2 colonne 1, ligne 12 - ligne 37 colonne 1, ligne 51 - ligne 58 colonne 3, ligne 34 - ligne 59 colonne 8, ligne 5 - ligne 24	1-11,16
A	---	12-15
X	EP 0 669 729 A (THOMSON CSF) 30 août 1995 (1995-08-30) abrégé; revendications 2,9,11 page 2, ligne 24 - ligne 33 page 4, ligne 18 - ligne 43 page 5, ligne 21 - ligne 27 page 7, ligne 1 - ligne 6 page 8, ligne 8 - ligne 14 page 8, ligne 53 -page 9, ligne 20 ---	1-11,16
	--- -/-	

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents

☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

* Catégories spéciales de documents cités:

- *A* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent
- *E* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date
- *L* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)
- *O* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens
- *P* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

T document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

X document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

Y document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

Z document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

28 février 2001

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

12/03/2001

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale

Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Binger, B

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

D
de Internationale No
PCT/FR 00/03306

C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		
Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	EP 0 911 991 A (COMMISSARIAT ENERGIE ATOMIQUE) 28 avril 1999 (1999-04-28) alinéas '0002!', '0013!', '0022! -----	1-11,16

RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Code Internationale No

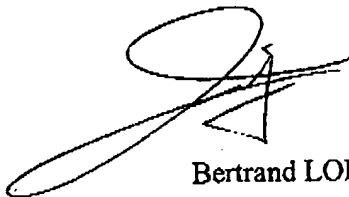
PCT/FR 00/03306

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
US 5905721 A	18-05-1999	AUCUN	
EP 0669729 A	30-08-1995	FR 2716761 A	01-09-1995
EP 0911991 A	28-04-1999	FR 2770058 A	23-04-1999

CERTIFICATION OF TRANSLATION

I, Bertrand LOISEL, of CABINET PLASSERAUD, 84, rue d'Amsterdam, 75440 PARIS CEDEX 09, FRANCE, do hereby declare that I am well acquainted with the French and English languages, and verify that the document attached is a true English language translation of the text of International Patent Application no. PCT/FR00/03306.

Dated this 28th day of May 2002.

A handwritten signature in black ink, consisting of a large, stylized 'B' followed by a series of loops and a final horizontal stroke.

Bertrand LOISEL

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization

International Bureau

WIPO

(43) International publication date

7 June 2001 (07.06.2001)

PCT

(10) International publication number

WO 01/41382 A1

(51) International patent classification⁷: H04L 25/02, 1/06

(21) International application number: PCT/FR00/03306

(22) International filing date: 27 November 2000 (27.11.2000)

(25) Language of filing: French

(26) Language of publication: French

(30) Data relating to the priority:
99/15,149 1 December 1999 (01.12.1999) FR

(71) Applicant (for all designated States except US):
NORTEL MATRA CELLULAR [FR/FR]; 1, place des
Frères Montgolfier, F-78280 Guyancourt (FR).

(72) Inventors; and

(75) Inventors/Applicants (US only): JARD, Alexandre
[FR/FR]; 11, rue Jean Daudin, F-75015 Paris (FR). EL
NAHAS EL HOMSI, Hassan [FR/FR]; 83, rue
Desnouettes, F-75015 Paris (FR). BEN RACHED,
Nidham [FR/FR]; 32, rue Baron, F-75017 Paris (FR).

(74) Representatives: LOISEL, Bertrand etc.; Cabinet
Plasseraud, 84, rue d'Amsterdam, F-75440 Paris
Cedex 9 (FR).

(81) Designated states (national): CA, CN, JP, KR, US.

(84) Designated states (regional): European Patent (AT,
BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU,
MC, NL, PT, SE, TR).

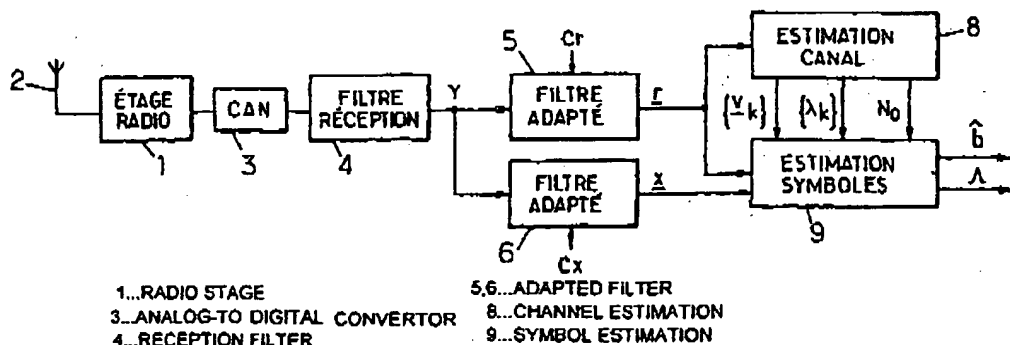
Published:

- With the International Search Report.

For an explanation of the two-letter codes and the other
abbreviations, reference is made to the explanations
("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") at the
beginning of each regular edition of the PCT Gazette.

(54) Title: DEVICE FOR ESTIMATING RADIO CHANNEL AND DEMODULATION

(54) Titre: DISPOSITIFS D'ESTIMATION DE CANAL RADIO ET DE DEMODULATION



(57) Abstract: The invention concerns an adapted filter (5) producing observations of a reference vector (r) of W successive samples of a signal formed by adapted filtering of a signal (Y) received through a radio propagation channel with a pilot spread code (C_r). A processing is performed in said adapted filter output to estimate the parameters representing the propagation channel, including specific vectors (v_k) of a self-correlating matrix of the reference vector and the specific associated values (λ_k). Said parameters can be used to perform coherent demodulation of the signals received through other logic channels sharing the same physical propagation channel.

(57) Abrégé: Un filtre adapté (5) produit des observations d'un vecteur de référence (r) de W échantillons successifs d'un signal formé par filtrage adapté d'un signal (Y) reçu selon un canal de propagation radio avec un code d'étalement pilote (C_r). Un traitement est effectué en sortie de ce filtre adapté pour estimer des paramètres représentant le canal de propagation, incluant des vecteurs propres (v) d'une matrice d'auto-corrélation du vecteur de référence et les valeurs propres associées (λ_k). Ces paramètres peuvent être utilisés pour effectuer une démodulation cohérente de signaux reçus suivant d'autres canaux logiques partageant le même canal physique de propagation.



WO 01/41382 A1

RADIO CHANNEL ESTIMATION AND DEMODULATION DEVICES

The present invention relates to techniques for estimating radio channels, as well as to a demodulator using such a technique.

The invention finds application in the field of code-division multiple access (CDMA) radio communications, especially in cases where the time of an information symbol is substantially greater than the memory of the channel (i.e. inter-symbol inference can be neglected).

In a CDMA system, the symbols sent, binary (± 1) or quaternary ($\pm 1 \pm j$), are multiplied by spreading codes composed of samples, called "chips", whose rate is greater than that of the symbols. Orthogonal or quasi-orthogonal spreading codes are allotted to the various logical channels sharing the same carrier frequency, so as to allow each receiver to detect the sequence of symbols which is destined therefor, by multiplying the signal received by the corresponding spreading code.

An advantage of the CDMA system is that it makes it possible to utilize radio propagation multipaths, by using what is referred to as a rake receiver.

The rake receiver performs coherent demodulation based on an approximation of the impulse response of the radio propagation channel by a series of peaks, each peak appearing with a delay corresponding to the propagation time along a particular path and having a complex amplitude corresponding to the attenuation and to the phase shift of the signal along this path (instantaneous realization of fading). By analyzing several reception paths, i.e. by sampling several times the output from a filter matched to the spreading code of the channel, with delays corresponding respectively to these paths, the rake receiver obtains multiple estimates of the symbols sent, which are combined to obtain a diversity gain. Combining can be performed in particular according to the so-called MRC (Maximum Ratio Combining) method, which weights the various estimates as a function of the complex amplitude observed for the various paths.

In order to allow this coherent demodulation, a pilot channel can be

provided for the estimation of the impulse response in the form of a succession of peaks. The impulse response is estimated by means of a filter matched to a pilot spreading code with which the transmitter modulates a sequence of known symbols, for example symbols set to 1. The positions of the maxima of the
5 output from this matched filter give the delays used in the fingers of the rake receiver, and the associated complex amplitudes correspond to the values of these maxima. When several distinct paths have very close delays, for example with discrepancies smaller than the duration of a chip, the search for the maxima generally leads to just one of these delays being taken into account.

10 An object of the present invention is to utilize a representation of the radio propagation channel which is less approximate than in a traditional rake receiver, in particular in the case where several propagation paths having similar delays exist.

According to the invention, there is proposed a device for estimating
15 parameters representing a radio propagation channel, comprising a matched filter for producing observations of a reference vector of W successive samples of a signal formed by matched filtering a signal received along the propagation channel with a pilot spreading code, and means for estimating parameters representing the propagation channel, including eigenvectors of an
20 autocorrelation matrix of the reference vector. The parameters representing the propagation channel may further include eigenvalues of the autocorrelation matrix of the reference vector, which values are respectively associated with said eigenvectors with which they are estimated.

The device employs a description of the propagation channel in the
25 form of its eigenelements, thereby affording a richer estimate than the delay line model (delays and amplitudes) taken into account in the traditional rake receiver. Thus, each propagation path may be taken into account in the response of the channel by means of a waveform corresponding to an eigenvector of the autocorrelation matrix and not simply through a pointwise
30 peak associated with a delay.

In a preferred embodiment, the estimation of the eigenvectors of the autocorrelation matrix comprises the following steps:

- extracting from the reference vector M reference subvectors each composed of S successive samples of said signal formed by matched filtering, M and S being numbers greater than 1, the M reference subvectors corresponding on average to M energy ranges of the reference vector;
- estimating the respective autocorrelation matrices of the M reference subvectors;
- determining the eigensubvectors each associated with an eigenvalue and with one of the M reference subvectors, each eigensubvector being, for the associated eigenvalue, an eigenvector of the estimated autocorrelation matrix of the associated reference subvector;
- forming each estimated eigenvector of the autocorrelation matrix of the reference vector by placing one of the eigensubvectors at the positions of the S samples of the associated reference subvector and zero samples at the W-S other positions.

This allows a compromise to be achieved between the fineness of estimation of the channel and the complexity of the calculations required, both of which are increasing functions of S, and of M. The larger the computational capacity available, the bigger may be the size of the subvectors, thereby sharpening the approximation of the response of the channel.

The above device can be used whenever it is necessary to characterize a propagation channel, in particular to perform demodulation.

Another aspect of the present invention thus pertains to a demodulator for reception along a radio propagation channel on which are defined a plurality of multiplexed logical channels including a pilot channel and at least one data channel, comprising means for obtaining a plurality of observations of a first vector of W successive samples of a first signal formed by matched filtering a signal received along the propagation channel by means of a first spreading code relating to the pilot channel, means for obtaining a second vector of W successive samples of a second signal formed by matched filtering said signal received by means of a second spreading code relating to the data channel, means for estimating parameters representing the propagation channel,

including eigenvectors of an autocorrelation matrix of the first vector, and symbol estimation means to estimate at least one information symbol carried by the second signal on the basis of the first and second vectors and of said parameters representing the propagation channel. This demodulator
5 incorporates a channel estimation device as stated hereinabove.

If the second signal carries binary information symbols modulated by binary phase shift keying, the symbol estimation means may be arranged to estimate at least one binary information symbol carried by the second signal by the sign of the real part of the complex number:

$$10 \quad \gamma = \sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta \cdot N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x}) \quad (1)$$

where d is the number of estimated eigenvectors of the autocorrelation matrix of the first vector, \underline{v}_k is an eigenvector of the normalized autocorrelation matrix of the first vector, associated with an eigenvalue λ_k , N_0 is an estimate of the noise power on the propagation channel, \underline{r} and \underline{x} are respectively the first and
15 second vectors, β is a predetermined coefficient, $(.)^H$ designates the conjugate transpose, and $\|\cdot\|$ the norm of a vector.

A likelihood of said estimated binary information symbol can be determined proportionally to the absolute value of the real part of the complex number γ .

20 If the second signal carries quaternary information symbols modulated by quaternary phase keying, the symbol estimation means may be arranged to estimate at least one quaternary information symbol carried by the second signal by two bits respectively defined by the signs of the real and imaginary parts of the complex number γ defined by relation (1). Respective likelihoods of
25 these two bits can further be determined proportionally to the absolute values of the real and imaginary parts of the complex number γ .

The demodulator can also be adapted to process a signal received along the propagation channel in the form of a plurality of signals picked up by means of different antennas, so as to afford space diversity.

Other features and advantages of the present invention will become apparent in the following description of non-limiting exemplary embodiments, with reference to the appended drawings, in which:

- figure 1 is a block diagram of an exemplary radio communication receiver comprising a demodulator according to the invention;
- figure 2 is a diagram of a channel estimation module of the demodulator of figure 1;
- figure 3 is a block diagram of a symbol estimation module of the demodulator of figure 1; and
- figure 4 is a block diagram of a calculation unit of the module of figure 3.

The receiver shown in figure 1 comprises a radio stage 1 which receives the radio signal picked up by the antenna 2 and converts it into baseband. The baseband signal is digitized by an analogue/digital converter 3, then supplied to a reception filter 4. The filter 4 carries out filtering matched to the shaping of the signals by the transmitter. It delivers a digital signal Y as one complex sample per chip of the spreading codes.

In the presence of multiple propagation paths (d in number), the response $h(t)$ of the channel up to the reception filter 4 can be written:

$$h(t) = \sum_{k=0}^{d-1} s_k \cdot a(t - \tau_k) \quad (2)$$

- The τ_k represent the various delays of the echoes, the s_k are the instantaneous realizations of the time varying fading and $a(t)$ designates the shaping pulse of the modulation. It is assumed that the Shannon criterion is complied with when the signals are sampled at the chip frequency $1/T$, and that the response of the channel is zero for $t > (W-1)T$. In this case, the response of the channel can be represented by a vector with W complex components:

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} h(0) \\ h(T) \\ \vdots \\ h((W-1)T) \end{bmatrix} = \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{v}_k \quad (3)$$

In relation (3), the \underline{v}_k are the eigenvectors of the autocorrelation matrix

of \underline{h} (i.e. $\underline{R} \cdot \underline{v}_k = \mu_k \cdot \underline{v}_k$ with $\underline{R} = E(\underline{h} \cdot \underline{h}^H)$, where $E(.)$ designates the mathematical expectation) and the α_k are instantaneous realizations of complex Gaussian random variables whose variances are equal to the eigenvalues μ_k of the autocorrelation matrix ($E(|\alpha_k|^2) = \mu_k$). This decomposition of the matrix \underline{R} gives orthogonal eigenvectors ($\underline{v}_k^H \cdot \underline{v}_{k'} = 0$ if $k \neq k'$) and real positive or zero eigenvalues μ_k since the matrix is hermitian.

Among the logical channels multiplexed on the radio channel, there is a control channel on which pilot symbols are sent and one or more data channels on which information symbols are sent. It is assumed that the transmission power on the monitoring channel is β times greater than the transmission power for an information symbol b on a data channel (the latter will be regarded as unitary). The coefficient β is known in advance. The signal is impaired by centered additive Gaussian white noise of variance N_0 .

A matched filter 5 filters the signal received Y in accordance with the spreading code C_r of the pilot channel. This results, for each pilot symbol, in a vector \underline{r} having W complex components, and given by:

$$\underline{r} = \sqrt{\beta} \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{v}_k + \underline{n} \quad (4)$$

with $E(\underline{n} \cdot \underline{n}^H) = N_0 \cdot I$, the identity matrix being denoted I .

Another matched filter 6 filters the signal received Y in accordance with the spreading code C_x of the data channel. This results, for each unknown symbol b , in a vector \underline{x} having W complex components and given by:

$$\underline{x} = b \cdot \sum_{k=0}^{d-1} \alpha_k \cdot \underline{v}_k + \underline{n}' \quad (5)$$

with $E(\underline{n}' \cdot \underline{n}'^H) = N_0 \cdot I$ and $E(\underline{n} \cdot \underline{n}'^H) = 0$.

We note by $\underline{X} = \begin{bmatrix} \underline{r} \\ \underline{x} \end{bmatrix}$ the Gaussian vector of size $2W$ constructed by concatenating the signals received on the two channels. Its probability density $p(\underline{X})$ can be written:

$$p(\underline{X}) = \frac{1}{\pi^{2W} \cdot \det(\underline{K})} \cdot \exp\left(-\underline{X}^H \underline{K}^{-1} \underline{X}\right) \quad (6)$$

5 where $\underline{K} = E(\underline{X}^H \underline{X})$, and $\det(\cdot)$ designates the determinant.

The aim of the demodulator is to maximize with respect to b the likelihood function given by the conditional probability $p(b | \underline{X})$.

Since the realizations of the noise and of the fading are independent, we have:

$$10 \quad \underline{K} = \begin{bmatrix} \beta \underline{R} & b^* \sqrt{\beta} \underline{R} \\ b \sqrt{\beta} \underline{R} & \underline{R} \end{bmatrix} + N_0 \underline{I} = \underline{B} \cdot \left[\sum_{k=0}^{d-1} (2\mu_k \cdot \underline{w}_k \cdot \underline{w}_k^H) \right] \cdot \underline{B}^H + N_0 \underline{I} \quad (7)$$

using the decomposition of the matrix \underline{R} into eigenelements, with

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta} \underline{I} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{b} \underline{I} \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \underline{w}_k = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot \|\underline{v}_k\|} \cdot \begin{bmatrix} \underline{v}_k \\ \underline{v}_k \end{bmatrix}. \quad \text{By applying the matrix inversion}$$

lemma, we obtain:

$$\underline{K}^{-1} = \frac{1}{N_0} \cdot \left[\underline{I} - \sum_{k=0}^{d-1} \frac{2\mu_k}{N_0 + 2\mu_k \cdot \|\underline{B}\underline{w}_k\|^2} (\underline{B}\underline{w}_k)(\underline{B}\underline{w}_k)^H \right] \quad (8)$$

15 Taking the logarithm of the probability (6), and noting that the determinant $\det(\underline{K})$ is common to all the possible symbols and that

$\|\underline{B}\underline{w}_k\|^2 = (1+\beta)/2$, the demodulator must minimize the following function with respect to b :

$$\begin{aligned}\phi(b) &= \sum_{k=0}^{d-1} \frac{2\mu_k}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} \left| \underline{x}^H \underline{B} \underline{w}_k \right|^2 \\ &= \sum_{k=0}^{d-1} \frac{\mu_k / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} \left| \underline{v}_k^H \cdot (\sqrt{\beta} \underline{r} + b \underline{x}) \right|^2\end{aligned}\quad (9)$$

When the symbols are each modulated according to binary phase shift keying (BPSK), the estimate \hat{b} of a symbol b , which minimizes the function $\phi(b)$, is then given by the sign of the real part of the complex number:

$$\gamma = \sum_{k=0}^{d-1} \frac{\mu_k / \|\underline{v}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k} \cdot (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x}) \quad (10)$$

($\hat{b} = \text{sgn}[\text{Re}(\gamma)]$), and the maximized likelihood is proportional to the absolute value of $\text{Re}(\gamma)$. If soft input decoding is performed downstream of the demodulator, the likelihood of the estimated bit \hat{b} can therefore be measured by $\Lambda = |\text{Re}(\gamma)|$.

When the symbols are quaternary and modulated according to quaternary phase shift keying (QPSK), the estimate of a symbol $b = b_1 + j.b_2$, which minimizes the function $\phi(b)$, is formed by two bits given by the respective signs of the real and imaginary parts of the complex number γ defined by relation (10) ($\hat{b} = \hat{b}_1 + j.\hat{b}_2 = \text{sgn}[\text{Re}(\gamma)] + j.\text{sgn}[\text{Im}(\gamma)]$), and the likelihoods of these two bits are respectively proportional to the absolute values of the real and imaginary parts of γ . If a soft input decoding is performed downstream of the demodulator, the likelihoods of the two estimated bits \hat{b}_1, \hat{b}_2 may therefore be measured by $\Lambda_1 = |\text{Re}(\gamma)|$ et $\Lambda_2 = |\text{Im}(\gamma)|$.

When the receiver comprises two antennas at the input of two processing pathways, each pathway having two matched filters, one to the code C_r of the pilot channel supplying a vector $\underline{r}_n, \underline{r}_d$, and the other to the code C_x of the data channel supplying a vector $\underline{x}_n, \underline{x}_d$, the function to be minimized $\phi(b)$ can take account of space diversity, its expression no longer being given

by (9) but by:

$$\phi(\mathbf{b}) = \sum_{k=0}^{d-1} \left(\frac{\mu_k^+ / \|\underline{\mathbf{v}}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k^+} \left| \underline{\mathbf{v}}_k^{+H} \cdot (\sqrt{\beta} \underline{\mathbf{r}}' + \mathbf{b} \underline{\mathbf{x}}') \right|^2 + \frac{\mu_k^- / \|\underline{\mathbf{v}}_k\|^2}{N_0 + (1+\beta)\mu_k^-} \left| \underline{\mathbf{v}}_k^{-H} \cdot (\sqrt{\beta} \underline{\mathbf{r}}' + \mathbf{b} \underline{\mathbf{x}}') \right|^2 \right) \quad (11)$$

with the notation: $\underline{\mathbf{r}}' = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{r}}_n \\ \underline{\mathbf{r}}_d \end{pmatrix}$, $\underline{\mathbf{x}}' = \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{x}}_n \\ \underline{\mathbf{x}}_d \end{pmatrix}$, $\underline{\mathbf{R}}' = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{K}} & \rho^* \underline{\mathbf{K}} \\ \rho \underline{\mathbf{K}} & \underline{\mathbf{K}} \end{bmatrix}$, ρ being the correlation

- 5 factor for the two antennas (i.e. $E(\alpha_{k,n}^* \alpha_{k,d}) = \rho \mu_k$), the vectors $\underline{\mathbf{v}}_k^+$ and $\underline{\mathbf{v}}_k^-$ being the eigenvectors of $\underline{\mathbf{R}}'$ respectively associated with the eigenvalues μ_k^+ and μ_k^- , i.e. $\underline{\mathbf{v}}_k^+ = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{v}}_k \\ \rho \underline{\mathbf{v}}_k / |\rho| \end{pmatrix}$, $\underline{\mathbf{v}}_k^- = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \underline{\mathbf{v}}_k \\ -\rho \underline{\mathbf{v}}_k / |\rho| \end{pmatrix}$, $\mu_k^+ = (1+|\rho|)\mu_k$ and $\mu_k^- = (1-|\rho|)\mu_k$ for $0 \leq k < d$.

- 10 In the case of impulse responses of small dimension W , it is easy to extract the eigenvectors of $\underline{\mathbf{R}}$ by a conventional algebraic method working directly on an estimate of the matrix, for example the so-called "Power Iteration" method (see Golub & Loane: "Matrix Computation", published by Baltimore M.B.).

- 15 In the case of impulse responses of larger dimension W , the complexity required to update the estimate of $\underline{\mathbf{R}}$ makes this method unrealizable in practice. A matrix $\hat{\underline{\mathbf{R}}} = E(\underline{\mathbf{r}} \underline{\mathbf{r}}^H)$ is then used, defined as the autocorrelation of the vector $\underline{\mathbf{r}}$, and related to $\underline{\mathbf{R}}$ through the relation;

$$\hat{\underline{\mathbf{R}}} = \beta \underline{\mathbf{R}} + N_0 \underline{\mathbf{I}} \quad (12)$$

- 20 It is readily apparent that $\hat{\underline{\mathbf{R}}}$ and $\underline{\mathbf{R}}$ have the same eigenvectors $\underline{\mathbf{v}}_k$. The eigenvalues λ_k of $\hat{\underline{\mathbf{R}}}$ are those of $\underline{\mathbf{R}}$ multiplied by β and shifted by N_0 , i.e. $\lambda_k = \beta \mu_k + N_0$. With (10), we deduce therefrom the expression (1) for the complex number γ serving to estimate the information bits.

In general, the matrix $\underline{\mathbf{R}}$ has a sparse structure and possesses few

significant elements. It can be decomposed according to the following approximation:

$$\underline{\underline{R}} = \begin{bmatrix} \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} & \dots & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{R}}^0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \underline{\underline{0}} & \vdots \\ \underline{\underline{0}} & \dots & \underline{\underline{R}}^{M-1} & \underline{\underline{0}} \\ & & \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{0}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

i.e. in the form of blocks of size $S \times S$, denoted $\underline{\underline{R}}^i$ for $0 \leq i < M$, distributed along its main diagonal ($1 < S \ll W$). The positions of these M blocks along the diagonal of $\underline{\underline{R}}$ correspond to the zones of greatest energy of the impulse response of the channel. Likewise, the matrix $\underline{\underline{\hat{R}}}$ can be approximated by:

$$\underline{\underline{\hat{R}}} = \begin{bmatrix} N_0 \cdot I & \underline{\underline{0}} & \dots & \underline{\underline{0}} \\ \underline{\underline{0}} & \underline{\underline{\hat{R}}}^0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & & N_0 \cdot I & \vdots \\ \underline{\underline{0}} & \dots & \underline{\underline{\hat{R}}}^{M-1} & \underline{\underline{0}} \\ & & \underline{\underline{0}} & N_0 \cdot I \end{bmatrix} \quad (14)$$

on denoting $\underline{\underline{\hat{R}}}^i = \underline{\underline{R}}^i + N_0 \cdot I$ the noisy observation of $\underline{\underline{R}}^i$ for $0 \leq i < M$.

Each submatrix $\underline{\underline{\hat{R}}}^i$ admits an eigenvector decomposition identical to that of $\underline{\underline{R}}^i$, which can be obtained rapidly by a conventional method since its dimension S is small compared with that of $\underline{\underline{R}}$. Denoting by d^i the dimension of the signal subspace relative to the submatrix $\underline{\underline{\hat{R}}}^i$, with $\sum_{i=0}^{M-1} d^i = d$, this decomposition of $\underline{\underline{\hat{R}}}^i$ can be written:

$$\underline{\underline{\hat{R}}}_i = \sum_{j=0}^{d^i-1} \lambda_j^i \left(\underline{\underline{v}}_j^i \cdot \underline{\underline{v}}_j^{iH} \right) \quad (15)$$

Just as previously, the eigenvalues are shifted by the noise power. Thus the eigenvectors \underline{v}_k of \underline{R} are:

$$\underline{v}_k = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \underline{v}_j^i \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \text{ with } \begin{cases} 0 \leq k \leq d-1 \\ 0 \leq i < M, \quad 0 \leq j < d^i \end{cases} \quad (16)$$

and its eigenvalues μ_k are those of the M matrices $\hat{\underline{R}}^i$, shifted by N_0 :

$$\mu_k = \frac{(\lambda_k - N_0)}{\beta} = \frac{(\lambda_j^i - N_0)}{\beta} \text{ with } \begin{cases} 0 \leq k \leq d-1 \\ 0 \leq i < M, \quad 0 \leq j < d^i \end{cases} \quad (17)$$

The submatrices $\hat{\underline{R}}^i$ are located precisely where the impulse response concentrates its energy maxima. To get the position of the M submatrices, which are assumed to be of fixed size $S \times S$, it is therefore sufficient to get an estimate of the power profile of the channel and to extract therefrom the M portions of size S which have the greatest energy. This profile can be simply calculated from the average of the squared modulus of each sample of the vector \underline{r} . To calculate the autocorrelation submatrices $\hat{\underline{R}}^i$, we determine the M subvectors \underline{r}^i of dimension S corresponding to the signals received on the pilot channel at the previously determined positions, and we calculate after a certain number of observations averages of the submatrices $\underline{r}^i \cdot \underline{r}^{iH}$.

It may happen that certain estimated eigenvalues are not significant or that we chose to retain only a certain fixed number of eigenelements. We can therefore, at the end of processing, make a selection of eigenvectors associated with the most powerful eigenvalues.

The demodulator of figure 1 comprises a channel estimation module 8, represented in greater detail in figure 2, which calculates estimates of the eigenvectors \underline{v}_k and of the eigenvalues λ_k of the autocorrelation matrix $\hat{\underline{R}}$ of the

vector \underline{r} delivered by the matched filter 5, as well as an estimate of the noise power N_0 .

With reference to figure 2, the module 8 comprises a unit 80 which calculates vectors of W components consisting of the squared moduli of the components of the successive observations of the vector \underline{r} delivered by the matched filter 5. A unit 81 calculates a running average of the vector delivered by the unit 80, for example over a rectangular or exponential window. The unit 82 determines the M ranges of S samples of greatest energy of the average vector, so as to define the positions of the subvectors \underline{r}^i of size S ($0 \leq i < M$) within the vectors \underline{r} .

A unit 83 extracts the M subvectors \underline{r}^i of each vector \underline{r} , and estimates the autocorrelation matrix thereof by calculating averages of the term-by-term products:

$$\hat{\underline{R}}^i = E\left(\underline{r}^i \cdot \underline{r}^{iH}\right) \quad (19)$$

Diagonalization units 84 extract the eigenvalues λ_j^i of the matrices \underline{R}^i , at least those of greatest moduli, and the associated eigenvectors \underline{v}_j^i . This calculation can be performed according to any known algebraic method, for example "Power Iteration", which poses no implementational problem in view of the reduction effected on the dimensions of the matrices to be diagonalized ($S \times S$ instead of $W \times W$). The unit 85 selects the d eigenvalues of largest moduli λ_k from among the eigenvalues λ_j^i supplied by the unit 84, and the corresponding eigenvectors \underline{v}_k which it constructs from the \underline{v}_j^i in accordance with relation (16).

The unit 85 can also determine the noise power N_0 , for example taken equal to the smallest of the eigenvalues λ_j^i . Other conventional methods of estimating N_0 can be used.

Returning to figure 1, the parameters \underline{v}_k , λ_k ($0 \leq k < d$) and N_0 estimated by the module 8 are supplied to the module 9 which estimates the symbols sent

on the basis of the vectors \underline{r} and \underline{x} delivered by the matched filters 5, 6.

Figure 3 illustrates a possible structure of the module 9 in the case of QPSK modulation. An adder 91 calculates the quantity γ according to relation (1) from the d contributions to be summed, calculated by respective units 90.

5 Such a unit 90, relating to a path k ($0 \leq k < d$), is illustrated by figure 4. The scalar products $(\underline{r}^H \cdot \underline{v}_k)$ and $(\underline{v}_k^H \cdot \underline{x})$ are calculated at 95 and 96 respectively, then multiplied together by the complex multiplier 97. The block 98 performs the calculation of the coefficient $\frac{\lambda_k - N_0}{(1+\beta)\lambda_k - \beta N_0}$ (it is assumed here that the units 84 have delivered the eigenvectors in orthonormal form, i.e. $\|\underline{v}_j\|^2 = \|\underline{v}_k\|^2 = 1$), which a complex multiplier 99 multiplies by the output of the multiplier 97 so as to address the contribution of path k to the adder 91.

At the output of the adder 91, the units 92, 93 extract the real and imaginary parts respectively of γ , whose signs \hat{b}_1, \hat{b}_2 estimate the bits constituting the quaternary symbol, and whose absolute values may supply
15 likelihood measurements Λ_1, Λ_2 .

In the case of BPSK modulation, the symbols estimation module 9 can have the same structure as in figure 3, except that the unit 93 is not necessary.

In the appended drawings, the demodulator is represented in schematic form so as to highlight the various computational steps. In practice,
20 this computation can be performed by a digital signal processor programmed accordingly, as is standard practice in digital demodulators.

The inventors have tested the performance of the above demodulator in the case of the CDMA system adopted for third-generation cellular networks (see "UMTS: la génération des mobiles multimédia" [the generation of the multimedia mobiles], P. Blanc et al., L'Echo des Recherches, No. 170, 4th
25 quarter 1997 & 1st quarter 1998, pages 53-68), in the case of spreading codes of rate 3.84 Mchip/s with a symbol rate of 15 kbit/s (spreading factor SF = 256). In the system considered, the data channel consists of the real part (I pathway)

of a QPSK-modulated complex signal sent by a mobile terminal to a base station. The corresponding pilot channel forms part of a control channel consisting of the imaginary part (Q pathway) of the QPSK-modulated complex signal. The signal is processed in blocks of $666 \mu\text{s}$, at a rate of 2560 chips per
5 block, this representing 10 bits on each pathway with $\text{SF} = 256$, namely 10 information bits on the I pathway and 6 pilot bits and 4 control bits on the Q pathway. Although the radio modulation is QPSK, the binary symbols sent on each pathway I, Q should be regarded as forming the subject of an effective modulation of BPSK type. In these simulations, the length of the response of
10 the channel was about $15 \mu\text{s}$ ($W = 56$). For each bit estimated on the I pathway from a signal emanating from a single antenna, the vector \underline{r} used in relation (1) was that resulting from the average of the 6 pilot bits of the current block, i.e. $\beta = 6$. The channel was estimated by means of $d = 4$ eigenvectors determined by means of $M = 3$ submatrices of dimension $S = 6$. For various configurations of
15 the channel, the simulations have shown a gain of $1/4$ to $3/4$ decibels in the E_b/N_0 ratio (E_b being the energy per bit) for a binary error rate (BER) equal to 10^{-2} before error correcting decoding. At the cost of a moderate increase in the complexity of the receiver, this gain is very appreciable in increasing the radio range of the system.

CLAIMS

1. A device for estimating parameters representing a radio propagation channel, comprising a matched filter (5) for producing observations of a reference vector (\underline{r}) of W successive samples of a signal formed by matched
5 filtering a signal (Y) received along the propagation channel with a pilot spreading code (Cr), and means (8) for estimating parameters representing the propagation channel, including eigenvectors (\underline{v}_k) of an autocorrelation matrix of the reference vector.
2. The device as claimed in claim 1, wherein the parameters
10 representing the propagation channel, estimated by the parameter estimation means (8), further include eigenvalues (λ_k) of the autocorrelation matrix of the reference vector (\underline{r}), respectively associated with said eigenvectors (\underline{v}_k).
3. The device as claimed in claim 1 or 2, wherein the parameter estimation means (8) comprise:
15
 - means (80-83) for extracting M reference subvectors (\underline{r}^i) each composed of S successive samples of said signal formed by matched filtering, M and S being numbers greater than 1, whereby the M reference subvectors correspond on average to M energy ranges of the reference vector (\underline{r});
 - 20
 - means (83) for estimating the respective autocorrelation matrices ($\hat{\underline{R}}^i$) of the M reference subvectors;
 - means (84-85) for determining eigensubvectors (\underline{v}_j^i) each associated with an eigenvalue (λ_j^i) and with one of the M reference subvectors (\underline{r}^i), whereby each eigensubvector is, for the associated eigenvalue, an
25 eigenvector of the estimated autocorrelation matrix of the associated reference subvector;
 - means (85) for forming each estimated eigenvector (\underline{v}_k) of the autocorrelation matrix of the reference vector by placing one of the

eigensubvectors (\underline{v}_j^i) at the positions of the S samples of the associated reference subvector and zero samples at the W-S other positions.

4. The device as claimed in claim 3, wherein the means for determining the eigensubvectors (85) choose said eigensubvectors (\underline{v}_j^i) from the set of
5 eigenvectors of the autocorrelation matrices ($\hat{\underline{R}}^i$) of the M reference subvectors (\underline{r}^i), as being those which are respectively associated with the eigenvalues (λ_j^i) of largest moduli.
5. The device as claimed in claim 4, wherein the means for determining the eigensubvectors (85) determine a given number (d) of eigensubvectors (\underline{v}_j^i),
10 associated with the d eigenvalues (λ_j^i) of largest moduli.
6. The device as claimed in any one of claims 1 to 5, wherein said signal received along the propagation channel is composed of a plurality of signals picked up by means of different antennas.
7. A demodulator for reception along a radio propagation channel on
15 which are defined a plurality of multiplexed logical channels including a pilot channel and at least one data channel, comprising means (5) for obtaining a plurality of observations of a first vector (\underline{r}) of W successive samples of a first signal formed by matched filtering a signal (Y) received along the propagation channel by means of a first spreading code (Cr) relating to the pilot channel,
20 means (6) for obtaining a second vector (\underline{x}) of W successive samples of a second signal formed by matched filtering said signal received by means of a second spreading code (Cx) relating to the data channel, means (8) for estimating parameters representing the propagation channel, including eigenvectors (\underline{v}_k) of an autocorrelation matrix of the first vector, and symbol
25 estimation means (9) to estimate at least one information symbol carried by the second signal on the basis of the first and second vectors and of said parameters representing the propagation channel.

8. The demodulator as claimed in claim 7, wherein the parameter estimation means (8) comprise:

- means (80-83) for extracting M reference subvectors (\underline{r}^i) each composed of S successive samples of the first signal, M and S being numbers greater than 1, whereby the M reference subvectors correspond on average to M energy ranges of the first vector (\underline{r});
- means (83) for estimating the respective autocorrelation matrices ($\hat{\underline{R}}^i$) of the M reference subvectors;
- means (84-85) for determining eigensubvectors (\underline{v}_j^i) each associated with an eigenvalue (λ_j^i) and with one of the M reference subvectors (\underline{r}^i), whereby each eigensubvector is, for the associated eigenvalue, an eigenvector of the estimated autocorrelation matrix of the associated reference subvector;
- means for forming each estimated eigenvector (\underline{v}_k) of the autocorrelation matrix of the first vector by placing one of the eigensubvectors (\underline{v}_j^i) at the positions of the S samples of the associated reference subvector and zero samples at the W-S other positions.

9. The demodulator as claimed in claim 8, wherein the means for determining the eigensubvectors (85) choose said eigensubvectors (\underline{v}_j^i) from the set of eigenvectors of the autocorrelation matrices ($\hat{\underline{R}}^i$) of the M reference subvectors (\underline{r}^i), as being those which are respectively associated with the eigenvalues (λ_j^i) of largest moduli.

10. The demodulator as claimed in claim 9, wherein the means (85) for determining the eigensubvectors determine a given number (d) of eigensubvectors (\underline{v}_j^i), associated with the d eigenvalues (λ_j^i) of largest moduli.

11. The demodulator as claimed in any one of claims 7 to 10, wherein the parameters representing the propagation channel, estimated by the parameter estimation means (8), further include eigenvalues (λ_k) of the

normalized autocorrelation matrix of the first vector, respectively associated with said eigenvectors (\underline{v}_k).

12. The demodulator as claimed in claim 11, wherein the second signal carries binary information symbols (b) modulated by binary phase shift keying, and wherein the symbol estimation means (9) are arranged to estimate at least one binary information symbol carried by the second signal by the sign (\hat{b}) of

the real part of the complex number $\sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) / \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta.N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x})$, where d is

- the number of estimated eigenvectors of the autocorrelation matrix of the first vector, \underline{v}_k is an eigenvector of the normalized autocorrelation matrix of the first vector, associated with an eigenvalue λ_k , N_0 is an estimate of the noise power on the propagation channel, \underline{r} and \underline{x} are respectively the first and second vectors, β is a predetermined coefficient, $(.)^H$ designates the conjugate transpose, and $\| \cdot \|$ the norm of a vector.

13. The demodulator as claimed in claim 12, comprising means for determining a likelihood (λ) of said estimated binary information symbol (\hat{b}), proportionally to the absolute value of the real part of said complex number.

14. The demodulator as claimed in claim 11, wherein the second signal carries quaternary information symbols (b) modulated by quaternary phase keying, and wherein the symbol estimation means (9) are arranged to estimate at least one quaternary information symbol carried by the second signal by two bits (\hat{b}_1, \hat{b}_2) respectively defined by the signs of the real and imaginary parts of

the complex number $\sum_{k=0}^{d-1} \frac{(\lambda_k - N_0) / \|\underline{v}_k\|^2}{(1+\beta)\lambda_k - \beta.N_0} (\underline{r}^H \underline{v}_k) (\underline{v}_k^H \underline{x})$, where d is the number of

- estimated eigenvectors of the autocorrelation matrix of the first vector, \underline{v}_k is an eigenvector of the normalized autocorrelation matrix of the first vector, associated with an eigenvalue λ_k , N_0 is an estimate of the noise power on the propagation channel, \underline{r} and \underline{x} are respectively the first and second vectors, β is

a predetermined coefficient, $(.)^H$ designates the conjugate transpose, and $\| \cdot \|$ the norm of a vector.

15. The demodulator as claimed in claim 14, comprising means for determining respective likelihoods (λ_1, λ_2) of said bits (\hat{b}_1, \hat{b}_2) , proportionally
5 to the absolute values of the real and imaginary parts of said complex number.

16. The demodulator as claimed in any one of claims 7 to 15, wherein said signal received along the propagation channel is composed of a plurality of signals picked up by means of different antennas.

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.